

## PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 08-307208  
 (43)Date of publication of application : 22.11.1996

(51)Int.Cl. H03H 11/18  
 H03H 11/04  
 H04B 1/04

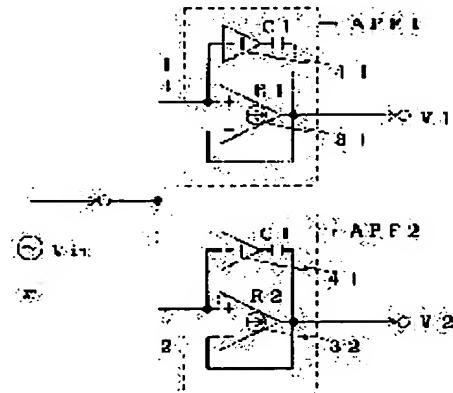
(21)Application number : 07-114687 (71)Applicant : HITACHI LTD  
 (22)Date of filing : 12.05.1995 (72)Inventor : SATO TETSUO  
 KOYAMA KEIJI

## (54) BROAD BAND PHASE SHIFT CIRCUIT

## (57)Abstract:

PURPOSE: To improve the performance of a comb-line filter and an SSB generating circuit or the like at a low cost with comparatively simple configuration by providing a difference between phase characteristics of two all-pass filters exhibiting an individual phase characteristic.

CONSTITUTION: All-pass filters APF1, APF2 are a kind of active filters and transmit an input signal  $V_{in}$  at a prescribed gain and shift the phase of the input signal. The APF1 has a phase characteristic  $a_1 (=1/R_1C_1)$  and the APF2 has a phase characteristic  $a_2 (=1/R_2C_2)$ . The APF1 having the phase characteristic  $a_1$  applies a phase shift of  $-\pi/4$  at an angular frequency  $\omega=a_1$  to the signal  $V_{in}$  as an output voltage signal  $V_1$  propagating through a signal path 1. Furthermore, the APF2 having the phase characteristic  $a_2$  applies a phase shift of  $-\pi/4$  at an angular frequency  $\omega=a_2$  to the signal  $V_{in}$  as an output voltage signal  $V_2$  transmitting through a signal path 2. When the phase characteristic is selected to be  $a_1 < a_2$ , a phase difference between the signals  $V_1, V_2$  becomes a prescribed value.



(19)日本国特許庁 (JP)

## (12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平8-307208

(43)公開日 平成8年(1996)11月22日

(51) Int.Cl. <sup>6</sup>	識別記号	序内整理番号	F I	技術表示箇所
H 03 H 11/18		8731-5 J	H 03 H 11/18	Z
11/04		8731-5 J	11/04	J
H 04 B 1/04			H 04 B 1/04	G

審査請求 未請求 請求項の数10 O L (全 8 頁)

(21)出願番号	特願平7-114687	(71)出願人	000005108 株式会社日立製作所 東京都千代田区神田駿河台四丁目6番地
(22)出願日	平成7年(1995)5月12日	(72)発明者	佐藤 哲雄 東京都小平市上水本町5丁目20番1号 株式会社日立製作所半導体事業部内
		(72)発明者	小山 契治 東京都小平市上水本町5丁目20番1号 株式会社日立製作所半導体事業部内
		(74)代理人	弁理士 大日方 富雄

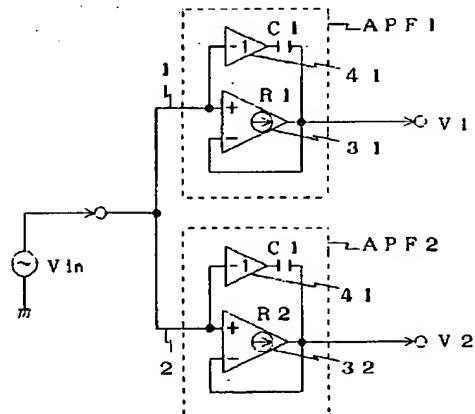
(54)【発明の名称】 広帯域位相シフト回路

## (57)【要約】

【目的】 面倒な補償や調整等を必要としない比較的簡単かつ低コストな構成でもって、広い周波数範囲にわたってほぼ90度の位相差を形成できる広帯域位相シフト回路およびその応用回路を提供する。

【構成】 第1の信号経路に介在する第1のオールバスフィルタと、第2の信号経路に介在する第2のオールバスフィルタとの間に位相特性の差を持たせることで、第1の信号経路と第2の信号経路の間で、所定の周波数範囲にわたって所定の位相差を得る。

【効果】 第1の信号経路での位相シフト角と第2の信号経路での位相シフト角とが互いにはほぼ90度の差を保ちながら推移する区間を、比較的広い周波数範囲にわたって形成することができる。



## 【特許請求の範囲】

【請求項1】 第1の信号経路に介在して第1の位相特性を呈する第1のオールバスフィルタと、第2の信号経路に介在して第2の位相特性を呈する第2のオールバスフィルタを有するとともに、第1の信号経路と第2の信号経路の間で、所定の周波数範囲にわたって所定の位相差を得るように、上記2つのオールバスフィルタ間で位相特性に差を持たせたことを特徴とする広帯域位相シフト回路。

【請求項2】 第1、第2の2つのオールバスフィルタ間の位相特性の差により、第1の信号経路と第2の信号経路の間で、所定の周波数範囲にわたってほぼ90度の位相差を得るようにしたことを特徴とする請求項1に記載の広帯域位相シフト回路。

【請求項3】 第1、第2の2つのオールバスフィルタはそれぞれ、容量と抵抗で設定される位相特性を有するフィルタであることを特徴とする請求項1または2に記載の広帯域位相シフト回路。

【請求項4】 第1、第2の2つのオールバスフィルタはそれぞれ、可変コンダクタンスアンプが形成する等価抵抗を用いたことを特徴とする請求項1から3のいずれかに記載の広帯域位相シフト回路。

【請求項5】 第1、第2の信号経路のいずれか一方に2次のオールバスフィルタを直列に付加したことを特徴とする請求項1から4のいずれかに記載の広帯域位相シフト回路。

【請求項6】 オールバスフィルタをデジタル演算処理により模擬されるデジタルフィルタで構成することを特徴とする請求項1から5のいずれかに記載の広帯域位相シフト回路。

【請求項7】 磁気テープから再生された低域クロマ信号に1水平走査期間分の遅延を与える遅延手段と、この遅延手段にて遅延された第1の信号と遅延されていない第2の信号との間にほぼ90度の位相差を与える広帯域位相シフト回路と、この広帯域位相シフト回路にて位相差を与えられた第1の信号と第2の信号で減算または加算処理を行う演算回路とによって構成される樹形フィルタであって、上記広帯域位相シフト回路は、第1の信号経路に介在して第1の位相特性を呈する第1のオールバスフィルタと、第2の信号経路に介在して第2の位相特性を呈する第2のオールバスフィルタを有するとともに、第1の信号経路と第2の信号経路の間で、所定の周波数範囲にわたってほぼ90度の位相差を得るように、上記2つのオールバスフィルタ間で位相特性に差を持たせたことを特徴とする樹形フィルタ。

【請求項8】 変調信号をその周波数帯域の全般にわたってほぼ90度の位相差を持つ第1、第2の2つの変調信号に分ける広帯域位相シフト回路と、ほぼ90度の位相差を持つ第1、第2の2つの搬送波信号を生成する搬送波発生回路と、第1、第2の2つの変調信号の一方と

第1、第2の2つの搬送波信号の一方を掛け算処理する第1の掛け算回路と、第1、第2の2つの変調信号の他方と第1、第2の2つの搬送波信号の他方を掛け算処理する第2の掛け算回路と、第1、第2の各掛け算回路の出力を加算合成する加算回路とを有する位相シフト方式のSSB発生回路であって、上記第1の位相シフト回路は、第1の信号経路に介在して第1の位相特性を呈する第1のオールバスフィルタと、第2の信号経路に介在して第2の位相特性を呈する第2のオールバスフィルタを有するとともに、第1の信号経路と第2の信号経路の間で、所定の周波数範囲にわたってほぼ90度の位相差を得るように、上記2つのオールバスフィルタ間で位相特性に差を持たせたことを特徴とするSSB発生回路。

【請求項9】 搬送波発生回路は、搬送波信号の周波数域にてほぼ90度の位相差を与える狭帯域位相シフト回路を用いて構成されていることを特徴とする請求項8に記載のSSB発生回路。

【請求項10】 オールバスフィルタをデジタル演算処理により模擬されるデジタルフィルタで構成することを特徴とする請求項8または9に記載のSSB発生回路。

## 【発明の詳細な説明】

## 【0001】

【産業上の利用分野】 本発明は、広帯域位相シフト回路、さらには1桁程度の周波数拡がりを有する信号の位相シフトに適用して有効な技術に関するものであって、たとえばVTR（ビデオテープレコーダ）でのクロマ信号再生用樹形フィルタやPSN（位相シフト回路）方式のSSB発生回路に利用して有効な技術に関するものである。

## 【0002】

【従来の技術】 広帯域位相シフト回路、とくに90度の位相シフトを行う広帯域位相シフト回路は、VTRやSSBなどの多くの技術分野にて、重要な用途を提供することができる。

【0003】 たとえば、磁気テープを用いて画像の記録／再生を行うVTRにおいては、映像信号を輝度信号と色信号を分離して別個に信号処理することが行われる。すなわち、VHSフォーマットや8mmVTRのフォーマットなどでは、磁気テープ上にて映像の記録／再生に必要な記録密度を得るために、いわゆるヘリカルスキャンを行っている。このヘリカルスキャン方式ではガードバンドレス記録を行っているために、隣接トラックからのクロストークが発生する。

【0004】 そこで、輝度信号については、比較的高域の周波数域にて記録／再生を行わせるとともに、アジマス角の異なるヘッドを交互にスキャンさせることにより得られるアジマス効果によって、クロストークの除去を行っていた。色信号については、相前後する2つの水平走査期間の間で90度の位相シフトいわゆるクロマローテーション処理を行わせるとともに、このクロマローテ

ーションにより90度の位相差を持たせられた2つの信号を相互に減算処理することによりクロストーク成分を相殺させる櫛形フィルタによって、クロストークの除去を行っていた。

【0005】また、SSBにおいては、SSB信号の発生方式として、平衡変調信号の下側と上側にそれぞれ拡がる2つの側波帯の一方だけをメカニカルフィルタなどの狭帯域フィルタによって取り出すフィルタ方式と、それぞれ90度ずつ位相シフトされた変調信号と搬送波信号を互いに掛け算処理して加算合成することにより上側または下側のいずれか一方の側波帯だけを合成するPSN方式とがある。この場合、実用化されているのは前者のフィルタ方式であるが、原理的には後者のPSN方式に利点が多い。

【0006】このように、位相シフト技術、とくに90度の位相シフトを行わせる技術は、非常に多くの技術分野への波及効果を伴うものであって、その進歩への要望はきわめて大きい。

【0007】ここで、90度の位相シフトを行わせるための従来の技術としては、たとえば、CQ出版社刊行「トランジスタ技術1991年8月号」421ページ(APFの位相と周波数の関係)に記載されているようなオールバスフィルタ(APF)を利用したものがある。

【0008】図8はそのオールバスフィルタを用いた位相シフト回路の実際例を示す。

【0009】同図において、オールバスフィルタAPF1は、可変コンダクタンスアンプ(Gmアンプ)31、増幅率1の反転増幅器41、容量C1により構成される。このAPF1は、Gmアンプ31が形成する等価抵抗R1と容量C1で設定される位相特性 $a_1$ ( $=1/R_1 \cdot C_1$ )を有し、入力信号V<sub>in</sub>を一定利得で伝達しつつ位相シフトさせる。つまり、利得変化を伴わずに、位相のみをシフトさせる。これにより、APF1を伝達した信号V1とAPF1を伝達しない信号V0との間に位相差を持たせることができる。

【0010】図9は上記オールバスフィルタAPF1で得られる位相シフト特性の一例を示す。

【0011】同図に示すように、APF1を一定利得で伝達させられた信号V1の位相は周波数に応じてシフト(移相)される。ここで、上記特性パラメータ $a_1$ を適当に選べば、所定の周波数域にてほぼ90度の位相シフトを行う位相シフト回路を形成することができる。

【0012】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、上述した技術には、次のような問題のあることが本発明者らによってあきらかとされた。

【0013】すなわち、上述した従来の位相シフト回路では、図9に示すように、周波数による位相シフト角の変化が大きいために、たとえば90度付近の位相シフト

角を得ようとしても、その90度付近の位相シフト角が得られる周波数幅 $w_1$ はかなり狭く限定されてしまう。

【0014】このため、たとえば上述した櫛形フィルタにおいては、磁気テープから再生されたクロマ信号が $629 \pm 500$ kHzの低域クロマ信号のままであると、その低域クロマ信号の周波数帯域が129~1129kHzという非常に広範囲に及ぶために、その低域クロマ信号の全体域にわたってほぼ90度の位相シフトを行わせることは、現実に無理であった。つまり、低域クロマ信号のままで、信号の周波数幅比(129~1129kHz)が10倍近くになるため、位相シフトによるクロマローテーション処理が行えなかった。

【0015】そこで、従来においては、低域クロマ信号( $629 \pm 500$ kHz)を高域クロマ信号(たとえば $3.579545$ MHz $\pm 500$ kHz)に周波数変換してから、位相シフトによクロマローテーションを行わせるようにしていた。これならば、信号の周波数幅比( $\pm 500$ kHz/ $3.579545$ MHz)が10数パーセントに縮小されるので、その高域クロマ信号の全帯域にわたってほぼ90度の位相シフトを行わせることができ、位相シフトによるクロマローテーション処理が可能になる。

【0016】しかし、高域クロマ信号のクロマローテーション処理では、クロマ信号を1水平走査期間だけ遅延させるための遅延手段の構成が大がかりになるという問題が生じていた。遅延手段としては、ガラス遅延線あるいはCCD(電荷結合素子)が一般に提供されているが、ガラス遅延線は信号減衰量と遅延量にそれぞれバラツキがあって、伝達利得や位相を補償しなければならない面倒が生じる。

【0017】CCDは、一定のクロック周波数でサンプリングした信号をAD変換して直列に多段シフト転送させることにより一定の遅延を行うことができるが、そのサンプリングためのクロック周波数は少なくとも信号周波数の2倍以上を要する。したがって、高域クロマ信号を1水平走査期間(63.56μsec)だけ遅延させるためには、膨大な数の転送段数が必要となって、これがコスト上昇の大きな原因の一つとなっていた。

【0018】また、上述したSSBについては、構成が複雑で高価なメカニカルフィルタや多素子クリスタルフィルタを使用するフィルタ方式よりも、数学的な処理によりSSBを発生することができるPSN方式の方が原理的にすぐれているが、たとえば300~3000kHzといった広い周波数帯域幅を持つ音声信号に対して、その全帯域にわたってほぼ90度の位相シフトを行わせることは非常に困難であった。この困難がPSN方式の実用化を阻んでいた。

【0019】本発明の目的は、面倒な補償や調整等を必要としない比較的簡単かつ低コストな構成でもって、広い周波数範囲にわたってほぼ一定の位相差を持つ信号を

得られるようし、これによりたとえば樹形フィルタやSSB発生回路等の大幅な性能向上を可能にする、という技術を提供することにある。

【0020】本発明の前記ならびにそのほかの目的と特徴は、本明細書の記述および添付図面からあきらかになるであろう。

【0021】

【課題を解決するための手段】本願において開示される発明のうち、代表的なものの概要を簡単に説明すれば、下記のとおりである。

【0022】すなわち、第1の信号経路に介在して第1の位相特性を呈する第1のオールバスフィルタと、第2の信号経路に介在して第2の位相特性を呈する第2のオールバスフィルタを設けるとともに、第1の信号経路と第2の信号経路の間で、所定の周波数範囲にわたって所定の位相差を得るように、上記2つのオールバスフィルタ間で位相特性に差を持たせる、というものである。

【0023】

【作用】上述した手段によれば、第1の信号経路での位相シフト角と第2の信号経路での位相シフト角とが互いにほぼ一定の差を保ちながら推移する区間を比較的広い周波数範囲にわたって形成することができる。

【0024】これにより、面倒な補償や調整等を必要としない比較的簡単かつ低コストな構成でもって、広い周波数範囲にわたってほぼ一定の位相差を持つ信号を得られるようし、これによりたとえば樹形フィルタやSSB発生回路等の大幅な性能向上を可能にする、という目的が達成される。

【0025】

【実施例】以下、本発明の好適な実施例を図面を参照しながら説明する。なお、図において、同一符号は同一あるいは相当部分を示すものとする。

【0026】図1は本発明の技術が適用された広帯域位相シフト回路の第1の実施例を示したものであって、1\*

$$\begin{aligned}\phi &= 2 \{ \arctan(\omega x / a_1) - \arctan(\omega x / a_2) \\ &= 2 \{ \arctan(f_x / f_1) - \arctan(f_x / f_2)\}\end{aligned}$$

なお、 $\omega x$ は信号経路1、2を通過する信号の角周波数(rad/s)

$f_x$ は $\omega x / 2\pi$

$f_1$ は $1 / 2\pi \cdot a_1$  (Hz)

$f_2$ は $1 / 2\pi \cdot a_2$  (Hz) である。

【0032】図2は、上述した第1、第2のオールバスフィルタAPF1、APF2の周波数に対する位相変化曲線を示す。同図において、V1は第1のオールバスフィルタAPF1の位相変化曲線、V2は第2のオールバスフィルタAPF2の位相変化曲線をそれぞれ示す。各信号V1、V2の周波数に対する位相変化率は90度付近にて最大となっている。このため、V1、V2のいずれについても、その位相がほぼ90度に収まる周波数幅w1、w2はたいへん狭くなっている。しかし、第1の

\*は第1の信号経路、APF1はその第1の信号経路1に介在する第1のオールバスフィルタ、2は第2の信号経路、APF2はその第2の信号経路2に介在する第2のオールバスフィルタ、Vinは共通の入力信号、V1は第1の信号経路1すなわちAPF1の出力信号、V2は第2の信号経路2すなわちAPF2の出力信号である。

【0027】入力信号Vinは第1の信号経路1と第2の信号経路2に分岐されて伝達される。

【0028】オールバスフィルタAPF1、APF2は一種の能動フィルタであって、入力信号Vinを一定利得で伝達しつつ位相シフトさせる。つまり、利得変化を伴わずに、位相のみをシフトさせる。

【0029】第1のオールバスフィルタAPF1は、可変コンダクタンスアンプ(Gmアンプ)31、増幅率1の反転増幅器41、容量C1により構成され、Gmアンプ31が形成する等価抵抗R1と容量C1で設定される位相特性 $a_1 (= 1 / R_1 \cdot C_1)$ を有する。同様に、第2のオールバスフィルタAPF1は、可変コンダクタンスアンプ(Gmアンプ)32、増幅率1の反転増幅器41、および容量C2により構成され、Gmアンプ32が形成する等価抵抗R2と容量C2で設定される位相特性 $a_2 (= 1 / R_2 \cdot C_2)$ を有する。

【0030】第1の信号経路1を伝達する信号V1には、 $a_1 = 1 / R_1 \cdot C_1$ の位相特性を有する第1のオールバスフィルタAPF1により、入力信号Vinに対し、角周波数 $\omega = a_1$ にて $-\pi/4$ の位相シフトが行われる。また、第2の信号経路2を伝達する信号V2には、 $a_2 = 1 / R_2 \cdot C_2$ の位相特性を有する第2のオールバスフィルタAPF2により、入力信号Vinに対し、角周波数 $\omega = a_2$ にて $-\pi/4$ の位相シフトが行われる。

【0031】 $a_1 < a_2$ となるように設定すると、両信号V1、V2間の位相差 $\phi$ は次のようになる。

$$\phi = 2 \{ \arctan(\omega x / a_1) - \arctan(\omega x / a_2) \}$$

信号経路1での位相シフト角と第2の信号経路2での位相シフト角とが互いにほぼ一定の差を保ちながら推移する区間は、比較的広い周波数範囲にわたって形成されている。

【0033】図3は、上記2つの信号V1、V2間の位相差 $\phi$  ( $V1 - V2$ ) の周波数に対する変化状態を示す。同図に示すように、個々の信号V1、V2の位相は90度付近でもっとも大きく変化するが、両信号V1、V2の位相差 ( $V1 - V2$ ) に着目すると、その位相差 ( $V1 - V2$ ) は、かなり広い周波数幅w3にて、ほぼ90度の範囲に収まることができる。これにより、面倒な補償や調整等を必要としない比較的簡単かつ低コストな構成でもって、広い周波数範囲にわたってほぼ一定の位相差を持つ信号を得られる。

【0034】たとえば、図1に示した回路にて、

$$a_1 = 3.14 \times 10^{-5} \text{ (rad/s)}$$

$$a_2 = 21.98 \times 10^{-5} \text{ (rad/s)}$$

\*

周波数 f (Hz)	1の位相角	2の位相角	1, 2間の位相差
70 KHz	-109.0度	-22.6度	-86.4度
100K	-126.8	-31.8	-95.0
200K	-152.0	-59.4	-92.6
250K	-157.4	-71.0	-86.4
300K	-161.0	-81.2	-79.8

この場合、70～250 KHz の周波数範囲にて位相差は-86.4～-92.6度の範囲に収まっている。

【0035】図4は本発明の第2の実施例を示す。同図に示す実施例では、図1に示した構成に加えて、第1の信号経路1の方に2次のオールバスフィルAPF3を直列に付加することにより、高域周波数での位相シフト量を補正している。同図において、31～34はGmアンプ、C1～C4は容量素子である。

【0036】ここで、たとえば容量C1～C4およびGmアンプ31～34での時定数パラメータgm1～gm4 (μs) を次のように設定したとする。

$$C1 = 50 \text{ PF} \quad gm1 = 22.93 \mu\text{s}$$

$$C2 = 10 \text{ PF} \quad gm1 = 25.96 \mu\text{s}$$

$$C3 = 10 \text{ PF} \quad gm1 = 131.81 \mu\text{s}$$

$$C4 = 10 \text{ PF} \quad gm1 = 220.0 \mu\text{s}$$

この場合、2つの信号経路1, 2間で得られる位相差は次の表のようになる。

周波数 f (Hz) 1, 2間の位相差

$$100 \text{ KHz} \quad -87 \text{ 度}$$

$$200 \text{ K} \quad -99$$

$$300 \text{ K} \quad -96$$

$$400 \text{ K} \quad -93$$

$$500 \text{ K} \quad -90$$

$$600 \text{ K} \quad -88$$

$$700 \text{ K} \quad -90$$

$$800 \text{ K} \quad -90$$

$$900 \text{ K} \quad -93$$

$$1000 \text{ K} \quad -93$$

この場合、100～1000 KHz の周波数範囲にて位相差は-87～-99度の範囲に収まっている。

【0037】以上のように、第1の信号経路1に介在して第1の位相特性を呈する第1のオールバスフィルタと、第2の信号経路2に介在して第2の位相特性を呈する第2のオールバスフィルタを設けるとともに、第1の信号経路1と第2の信号経路2の間で、所定の周波数範囲にわたって所定の位相差を得るように、上記2つのオールバスフィルタ間で位相特性に差を持たせることにより、第1の信号経路1での位相シフト角と第2の信号経路2での位相シフト角とを互いにほぼ一定の差を保ちながら推移する区間を比較的広い周波数範囲にわたって形成することができる。

\* (ただし、^はべきを示す)とした場合、2つの信号経路1, 2間で得られる位相差は次の表のようになる。

周波数 f (Hz)	1の位相角	2の位相角	1, 2間の位相差
70 KHz	-109.0度	-22.6度	-86.4度
100K	-126.8	-31.8	-95.0
200K	-152.0	-59.4	-92.6
250K	-157.4	-71.0	-86.4
300K	-161.0	-81.2	-79.8

10 【0038】これにより、面倒な補償や調整等を必要としない比較的簡単かつ低コストな構成でもって、下限と上限の比が1桁にも及ぶ広い周波数範囲にわたってほぼ一定の位相差を持つ信号を得ることができる。

【0039】図5は、本発明の広帯域位相シフト回路を用いて構成された低域クロマ信号再生用樹形フィルタの実施例を示す。

【0040】同図に示す樹形フィルタは、VTRの磁気テープから再生された低域クロマ信号 (629 KHz ± 500 KHz) Vin に1水平走査期間 (63.56 μs) 分の遅延を与える遅延手段101と、この遅延手段101にて遅延された第1の信号V1と遅延されていない第2の信号V2との間にほぼ90度の位相差を与える広帯域位相シフト回路100と、この位相シフト回路100にて位相差を与えられた第1の信号V1と第2の信号V2の間で減算 (または加算処理) を行う演算回路102によって構成される。

【0041】ここで、広帯域位相シフト回路100は、上述した本発明の広帯域位相シフト回路が使用されるが、この広帯域位相シフト回路100により、低域クロマ信号の全周波数帯域にわたってほぼ90度の位相差トを行わせることができる。

【0042】また、遅延手段101はCCDを用いて構成され、一定のクロック周波数でサンプリングされる低域クロマ信号をAD変換して直列に多段シフト転送されることにより1水平走査期間分の遅延を行う。このとき、そのサンプリングためのクロック周波数は低域クロマ信号 (629 KHz ± 500 KHz) の最高周波数 (1129 KHz) の2倍以上であれば良い。したがって、高域クロマ信号 (3.579545 MHz ± 500 KHz) の1水平走査期間分をサンプリングして多段シフト転送させる従来の技術と比較すると、CCDの転送段数は大幅に少なくて済む。

【0043】図6は、本発明の広帯域位相シフト回路を用いて構成されたSSB発生回路の実施例を示す。

【0044】同図に示すSSB発生回路は、位相シフト方式のSSB発生回路であって、変調信号 (音声信号) fmをその周波数帯域 (たとえば300～3000 Hz) の全般にわたってほぼ90度の位相差を持つ第1、第2の2つの変調信号Asin(m t), Acos(m t) に分ける広帯域位相シフト回路100と、ほぼ90

度の位相差を持つ第1, 第2の2つの搬送波信号  $B \sin(n t)$ ,  $B \cos(n t)$  を生成する搬送波発生回路 111 と、第1, 第2の2つの変調信号の一方  $A \sin(m t)$  と第1, 第2の2つの搬送波信号の一方  $B$  ( $\cos(n t)$ ) を掛け算処理する第1の掛け算回路 112 と、第1, 第2の2つの変調信号の他方  $A \cos(m t)$  と第1, 第2の2つの搬送波信号の他方  $B \sin(n t)$  を掛け算処理する第2の掛け算回路 113 と、第1, 第2の各掛け算回路の出力  $A B \sin(m t) \cos(n t)$  と  $A B \cos(m t) \sin(n t)$  を加算合成する加算回路 114 とを有し、加算回路 114 の出力  $V_{out} (= A B \sin(m+n)) t$  から片側側波帯 (USB) だけの信号すなわち SSB 信号  $f(n+m)$  を得ることができる。

【0045】ここで、広帯域位相シフト回路 100 は、上述した本発明の広帯域位相シフト回路が使用されが、この広帯域位相シフト回路 100 により、音声信号の全周波数帯域 (300~3000 Hz) にわたってほぼ 90 度の位相シフトを行わせることができる。

【0046】これにより、構成が複雑で高価なメカニカルフィルタや多素子クリスタルフィルタを使用することなく、数学的な処理によって良質な SSB 信号を発生させることができる。

【0047】なお、搬送波発生回路 111 は、搬送波信号  $f_n$  の周波数域にてほぼ 90 度の位相差を与えればよいので、狭帯域の 90 度位相シフト回路 115 を用いて構成することができる。

【0048】図 7 は、図 7 に示した SSB 発生回路において、SSB の側波帯の上側 (USB) と下側 (LSB) を入れ替える場合の結線を示す。同図に示すように、PSN 方式の SSB 発生回路では、上側側波帯 (USB) と下側側波帯 (LSB) の入れ替えも一部結線の変更だけで簡単に行うことができる。

【0049】以上、本発明者によってなされた発明を実施例にもとづき具体的に説明したが、本発明は上記実施例に限定されるものではなく、その要旨を逸脱しない範囲で種々変更可能であることはいうまでもない。

【0050】たとえば、オールバスフィルタはデジタル演算処理により模擬されるデジタルフィルタで構成することも可能である。

【0051】以上の説明では主として、本発明者によってなされた発明をその背景となった利用分野である 90 度位相シフト回路に適用した場合について説明したが、それに限定されるものではなく、たとえば 90 度以外の

広帯域位相シフト回路にも適用できる。

【0052】

【発明の効果】本願において開示される発明のうち、代表的なものの概要を簡単に説明すれば、下記のとおりである。

【0053】すなわち、面倒な補償や調整等を必要としない比較的簡単かつ低コストな構成でもって、広い周波数範囲にわたってほぼ一定の位相差を持つ信号を得ることができ、これによりたとえば樹形フィルタや SSB 発生回路等にて大幅な性能向上を可能にするといった技術的効果が得られる、という効果が得られる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】本発明が適用された広帯域位相シフト回路の第 1 の実施例を示す回路図

【図 2】位相特性の異なる 2 つのオールバスフィルタの位相特性を個別に示すグラフ

【図 3】位相特性の異なる 2 つのオールバスフィルタ間の位相差を示すグラフ

【図 4】本発明の第 2 の実施例の要部を示す回路図

【図 5】本発明を用いて構成された樹形フィルタの実施例を示すブロック図

【図 6】本発明を用いて構成された SSB 発生回路の実施例を示すブロック図

【図 7】上側側波帯と下側側波帯を入れ替えるための結線を示すブロック図

【図 8】オールバスフィルタの構成例を示す回路図

【図 9】オールバスフィルタの位相特性を示すグラフ

【符号の説明】

1 第 1 の信号経路

30 2 第 2 の信号経路

APF1 第 1 のオールバスフィルタ

APF2 第 2 のオールバスフィルタ

APF3 2 次オールバスフィルタ

Vin 入力信号

V1 第 1 の信号経路 1 の出力信号

V2 第 2 の信号経路 2 の出力信号

31~34 可変コンダクタンスアンプ

100 本発明の広帯域位相シフト回路

101 遅延手段

40 102 減算回路

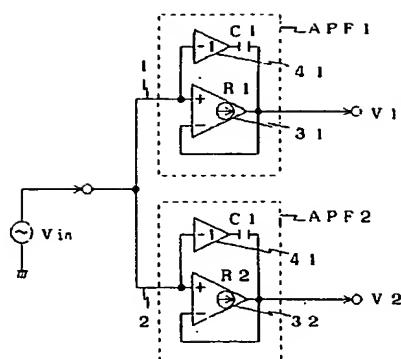
111 搬送波発生回路

112, 113 掛け算回路

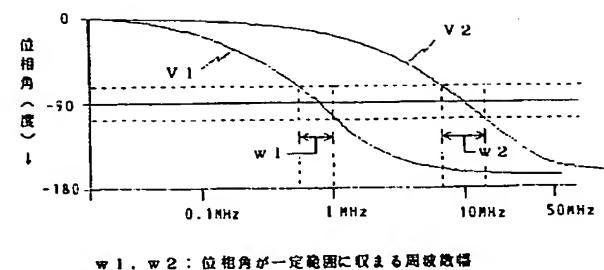
114 加算回路

115 狹帯域位相シフト回路

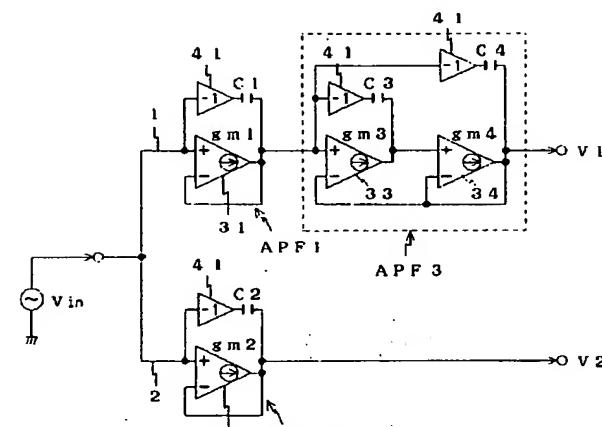
【図1】



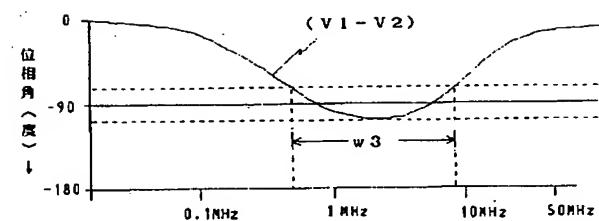
【図2】



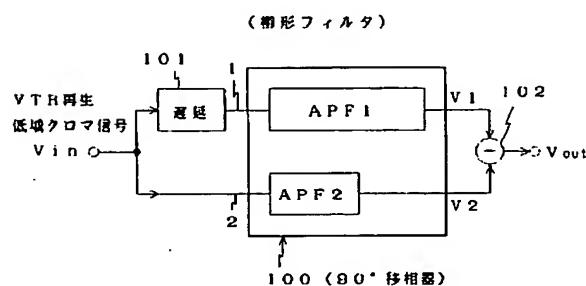
【図4】



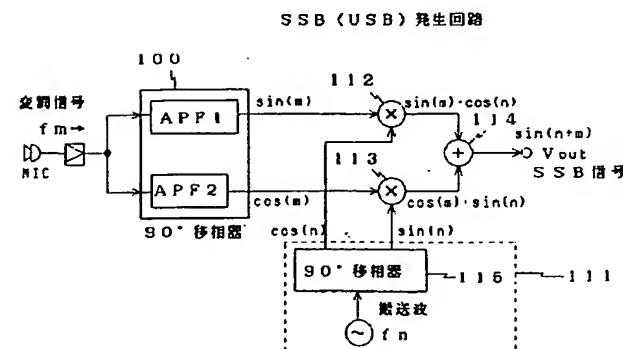
【図3】



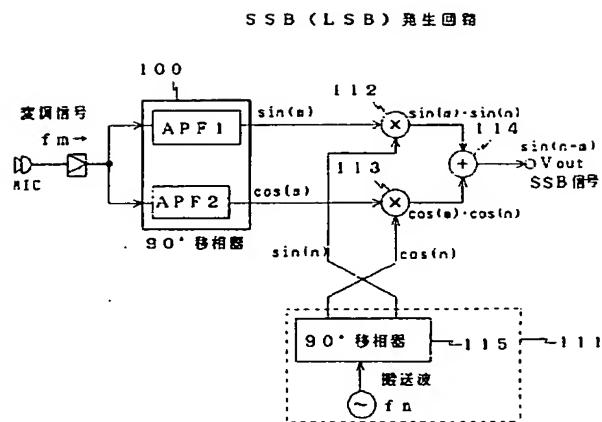
【図5】



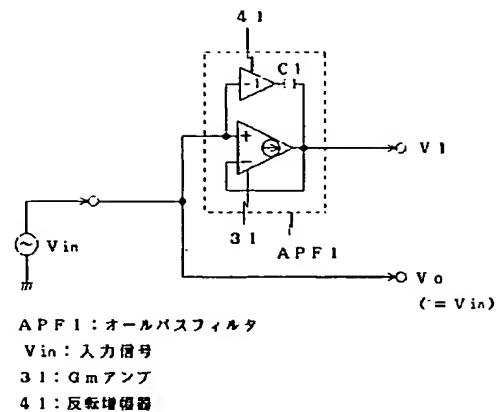
【図6】



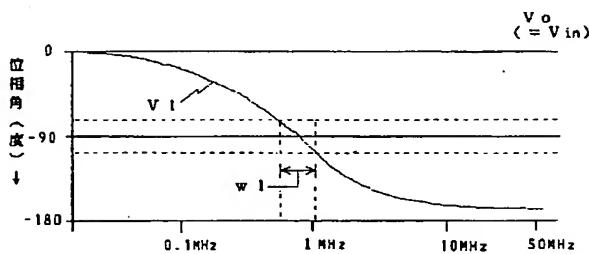
【図7】



【図8】



【図9】



w1 : 位相角が一定範囲に収まる周波数幅

JPO and NCIP are not responsible for any  
damages caused by the use of this translation.

1. This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
2. \*\*\*\* shows the word which can not be translated.
3. In the drawings, any words are not translated.

## DETAILED DESCRIPTION

---

### [Detailed Description of the Invention]

#### [0001]

[Industrial Application] This invention is applied to the phase shift of a signal which has a broadband phase shift circuit and the frequency flare of about single [ more ] figure, about an effective technique, is used for the SSB generating circuit of the Kushigata filter for chroma signal regeneration in VTR (video tape recorder), or a PSN (phase shift circuit) method, for example, relates to an effective technique.

#### [0002]

[Description of the Prior Art] A broadband phase shift circuit and the broadband phase shift circuit which performs especially the phase shift of 90 degrees can offer an important application in many technical fields, such as VTR and SSB.

[0003] for example, VTR which performs record/playback of an image using a magnetic tape -- if it is, separating a luminance signal and a chrominance signal and carrying out signal processing of the video signal separately is performed. That is, in the VHS format or the format of 8mmVTR(s), in order to obtain recording density required for record/playback of an image on a magnetic tape, the so-called helical scan is performed. In this helical scan, since guard band loess record is performed, the cross talk from an adjoining truck occurs.

[0004] Then, about the luminance signal, while making record/playback perform in the frequency region of comparatively a high region, the cross talk was removed according to the azimuth effectiveness acquired by making the head from which an azimuth angle differs scan by turns. About the chrominance signal, while making 90 phase shift \*\*\*\*\* chroma rotation processings perform between two horizontal scanning periods which get mixed up, the cross talk was removed with the radial fin type filter which makes a cross talk component offset by carrying out subtraction processing of the two signals which were able to give the phase contrast of 90 degrees by this chroma rotation mutually.

[0005] Moreover, in SSB, there are a filter method which takes out only one side of two sidebands which spread to the balanced modulating-signal bottom and bottom, respectively with narrow band filters, such as a mechanical filter, as a generating method of an SSB signal, and a PSN method which carries out multiplication processing of the modulating signal and carrier signal by which the phase shift was carried out by a unit of 90 degrees, respectively mutually, and compounds only the sideband of either a top or the bottom by carrying out addition composition. In this case, although the former filter method is put in practical use, the latter PSN method has many advantages theoretically.

[0006] Thus, a phase shift technique and the technique of the request to the advance of making especially the phase shift of 90 degrees performing are very large with the repercussion effect to very many technical fields.

[0007] Here, there are some which used an all pass filter (APF) which is indicated by CQ publishing company publication "transistor technical 1991 year 8 month number}421 page (the phase of APF and relation of a frequency) as a Prior art for making the phase shift of 90 degrees perform, for example.

[0008] Drawing 8 shows the actual example of the phase shift circuit which used the all pass filter.

[0009] The all pass filter APF 1 is constituted by the adjustable conductance amplifier (Gm amplifier) 31, the inversed amplifier 41 of an amplification factor 1, and capacity C1 in this drawing. This APF1 has the equivalent resistance R1 which the Gm amplifier 31 forms, and the phase characteristic  $a_1 (= 1/1)$  set up by capacity C1, and it is made it to carry out a phase shift, transmitting an input signal  $V_{in}$  on fixed gain. [  $R_1, C_1$  ] That is, only a phase is shifted, without being accompanied by gain change. Phase contrast can be given between the signals  $V_o$  which do not transmit by this the signals  $V_1$  and APF1 which transmitted APF1.

[0010] Drawing 9 shows an example of the phase shift property acquired with the above-mentioned all pass filter APF 1.

[0011] As shown in this drawing, the phase of the signal  $V_1$  to which you were made to transmit APF1 on fixed gain is shifted according to a frequency (phase shift). Here, if the above-mentioned property parameter  $a_1$  is chosen suitably, the phase shift circuit which performs the phase shift of about 90 degrees in a predetermined frequency region can be formed.

[0012]

[Problem(s) to be Solved by the Invention] However, it was shown clearly by this invention persons for there to be the following problems in the technique mentioned above.

[0013] That is, in the conventional phase shift circuit mentioned above, even if it is going to acquire a neighboring phase shift angle 90 degrees since change of the phase shift angle by the frequency is large for example, as shown in drawing 9 , the frequency span  $w_1$  from which a neighboring phase shift angle is acquired the 90 degrees will be limited quite narrowly.

[0014] For this reason, in the radial fin type filter mentioned above, for example, since [ which the frequency band of that low-pass chroma signal calls / that it continues being the low-pass chroma signal whose chroma signal reproduced from the magnetic tape is  $629**500\text{kHz}$ , and /  $129-1129\text{kHz}$  ] it reached far and wide very much, it was actually impossible to have made the phase shift of about 90 degrees perform over that whole low-pass chroma signal region. That is, with the low-pass chroma signal, since the frequency-span ratio ( $129-1129\text{kHz}$ ) of a signal became about 10 times, chroma rotation processing by the phase shift was not able to be performed.

[0015] Then, after carrying out frequency conversion of the low-pass chroma signal ( $629**500\text{kHz}$ ) to a high region chroma signal (for example,  $3.579545\text{MHz}**500\text{kHz}$ ), he was trying to make \*\* chroma rotation perform to a phase shift in the former. If it is this, since the frequency-span ratio ( $**500\text{kHz} / 3.579545\text{MHz}$ ) of a signal will be reduced to about ten%, the phase shift of about 90 degrees can be made to perform over all the bands of the high region chroma signal, and the chroma rotation processing by the phase shift is attained.

[0016] However, in chroma rotation processing of a high region chroma signal, the problem that the configuration of a delay means only for 1 horizontal-scanning period to make it delayed became large-scale had produced the chroma signal. As a delay means, although the glass delay line or CCD (charge-coupled device) is generally offered, the glass delay line has variation in the signal magnitude of attenuation and the amount of delay, respectively, and the trouble which must compensate transducer gain and a phase produces it.

[0017] Although fixed delay can be performed by CCD's carrying out the AD translation of the signal sampled with the fixed clock frequency, and making a serial carry out a multistage shift transfer, the clock frequency of the sampling sake requires the more than twice of signal frequency at least. Therefore, in order only for 1 horizontal-scanning period (63.56microsec) to delay a high region chroma signal, a huge number of transfer number of stageses were needed, and this was set to one of the big causes of a cost rise.

[0018] Moreover, although the direction of the PSN method which can generate SSB by processing more nearly mathematical than the filter method with which a configuration uses a complicated and expensive mechanical filter and a multi-component crystal filter about SSB mentioned above was excellent in the principle target, it was very difficult to have made the phase shift of about 90 degrees perform over all the bands to the sound signal which has the large frequency bandwidth of 300-3000kHz, for example. This difficulty obstructed utilization of a PSN method.

[0019] the purpose of this invention is to offer the technique of carrying out as [ acquire / the signal which has the phase contrast of about 1 law over a large frequency range as the comparatively easy and low cost configuration which does not need a troublesome compensation adjustment, etc. is also ], and enabling large improvement in the engine performance of a radial fin type filter, an SSB generating circuit, etc. thereby, for example.

[0020] The other purposes and descriptions will become clear from description and the accompanying drawing of this specification at said row of this invention.

[0021]

[Means for Solving the Problem] It will be as follows if the outline of a typical thing is briefly explained among invention indicated in this application.

[0022] Namely, while preparing the 1st all pass filter which it is placed between the 1st signal paths and presents the 1st phase characteristic, and the 2nd all pass filter which it is placed between the 2nd signal paths and presents the 2nd phase characteristic A difference is given to a phase characteristic between the two above-mentioned all pass filters so that predetermined phase contrast may be acquired over a predetermined frequency range between the 1st signal path and the 2nd signal path.

[0023]

[Function] According to the means mentioned above, the section which changes while the phase shift angle in the 1st signal path and the phase shift angle in the 2nd signal path maintain a mutual almost fixed difference can be formed over a comparatively large frequency range.

[0024] the purpose of carrying out as [ acquire / the signal which has the phase contrast of about 1 law over a large frequency range as the comparatively easy and low cost configuration which does not need a troublesome compensation, adjustment, etc. by this is also ], and enabling large improvement in the engine performance of a radial fin type filter, an SSB generating circuit, etc. thereby, for example is attained.

[0025]

[Example] Hereafter, the suitable example of this invention is explained, referring to a drawing. In addition, in drawing, the same sign is taken as the same or the thing which shows a considerable part.

[0026] Drawing 1 shows the 1st example of the broadband phase shift circuit where the technique of this invention was applied. The 1st all pass filter with which it is placed between the 1st signal paths by 1, and is placed between the 1st signal paths 1 by APP1, As for the 2nd all pass filter with which it is placed between the 2nd signal paths by 2, and is placed between the

2nd signal paths 2 by APF2, an input signal with common  $V_{in}$ , and  $V_1$ , the 1st signal path 1, i.e., the output signal of APF1, and  $V_2$  are the 2nd signal path 2, i.e., the output signal of APF2.

[0027] An input signal  $V_{in}$  is branched and transmitted to the 1st signal path 1 and 2nd signal path 2.

[0028] The all pass filters APF1 and APF2 are a kind of active filters, and the phase shift of them is carried out, transmitting an input signal  $V_{in}$  on fixed gain. That is, only a phase is shifted, without being accompanied by gain change.

[0029] The 1st all pass filter APF 1 is constituted by the adjustable conductance amplifier (Gm amplifier) 31, the inversed amplifier 41 of an amplification factor 1, and capacity C1, and has the equivalent resistance  $R_1$  which the Gm amplifier 31 forms, and the phase characteristic  $a_1 (= 1/1)$  set up by capacity C1. [  $R_1, C_1$  ] Similarly, the 2nd all pass filter APF 1 is constituted by the adjustable conductance amplifier (Gm amplifier) 32, the inversed amplifier 41 of an amplification factor 1, and capacity C2, and has the equivalent resistance  $R_2$  which the Gm amplifier 32 forms, and the phase characteristic  $a_1 (= 1/2)$  set up by capacity C2. [  $R_2, C_2$  ]

[0030] The phase shift of  $-\pi/4$  is performed to the signal  $V_1$  which transmits the 1st signal path 1 by angular-frequency  $\omega_1$  to an input signal  $V_{in}$  by the 1st all pass filter APF 1 which has the phase characteristic of  $a_1=1 / R_1$ , and C1. Moreover, the phase shift of  $-\pi/4$  is performed to the signal  $V_2$  which transmits the 2nd signal path 2 by angular-frequency  $\omega_2$  to an input signal  $V_{in}$  by the 2nd all pass filter APF 2 which has the phase characteristic of  $a_2=1 / R_2$ , and C2.

[0031] When it sets up so that it may be set to  $a_1 < a_2$ , both the signals  $V_1$  and the phase contrast  $\phi$  between  $V_2$  are as follows.

$$\begin{aligned}\phi &= 2 \{ \arctan(\omega_1/a_1) - \arctan(\omega_2/a_2) \} \\ &= 2 \{ \arctan(f_1/a_1) - \arctan(f_2/a_2) \}\end{aligned}$$

In addition,  $\omega_1$  is the angular frequency (rad/s) of the signal which passes signal paths 1 and 2.

For  $f_1$ ,  $\omega_1/2\pi f_1$  is  $1 / 2 \pi a_1$  (Hz).

$f_2$  is  $1 / 2 \pi a_2$  (Hz).

[0032] Drawing 2 shows the phase change curve to the frequency of the 1st and 2nd all pass filter APF1 and APF2 mentioned above. In this drawing,  $V_1$  shows the phase change curve of the 1st all pass filter APF 1, and  $V_2$  shows the phase change curve of the 2nd all pass filter APF 2, respectively. The rate of a phase change to the frequency of each signals  $V_1$  and  $V_2$  serves as max near 90 degrees. For this reason, the frequency spans  $w_1$  and  $w_2$  to which that phase is settled in about 90 degrees are very narrow about both  $V_1$  and  $V_2$ . However, the section which changes while the phase shift angle in the 1st signal path 1 and the phase shift angle in the 2nd signal path 2 maintain a mutual almost fixed difference is formed over the comparatively large frequency range.

[0033] Drawing 3 shows the two above-mentioned signals  $V_1$  and the change condition over the frequency of the phase contrast  $\phi$  between  $V_2$  ( $V_1 - V_2$ ). As shown in this drawing, the phase of each signals  $V_1$  and  $V_2$  changes near a lot 90 degrees, but if its attention is paid to the phase contrast ( $V_1 - V_2$ ) of both the signals  $V_1$  and  $V_2$ , the phase contrast ( $V_1 - V_2$ ) can be settled in the range of about 90 degrees in the quite large frequency span  $w_3$ . the signal which has the phase contrast of about 1 law over a large frequency range as the comparatively easy and low cost configuration which does not need a troublesome compensation, adjustment, etc. by this is also can be acquired.

[0034] For example, it is  $a_1=3.14 \times 10^5$  (rad/s) in the circuit shown in drawing 1.

$a_2=21, 98 \times 10^5$  (rad/s)

When (However,  $\wedge$  shows BEKI), two signal paths 1 and the phase contrast acquired among two become as it is shown in the next table.

Frequency f (Hz) Phase angle of 1 Two phase angles 70kHz of phase contrast between 1 and 2 - 109.0 degrees -22.6 degrees -86.4 degree 100K - 126.8 -31.8 - 95.0200K - 152.0 -59.4 - 92.6250K - 157.4 -71.0 -86.4300K -161.0 -81.2 -79.8 -- phase contrast is settled in the range of -86.4--92.6 degree in this case in the 70-250kHz frequency range.

[0035] Drawing 4 shows the 2nd example of this invention. In addition to the configuration shown in drawing 1, in the example shown in this drawing, the amount of phase shifts in a high region frequency is amended by adding the secondary all pass philharmonic APF 3 to a serial in the direction of the 1st signal path 1. As for 31-34, in this drawing, Gm amplifier, and C1-C4 are capacitative elements.

[0036] Here, suppose that the time constant parameters gm1-gm4 (microsecond) in capacity C1-C4 and the Gm amplifier 31-34 were set up as follows.

$C1=50\text{PF}$   $1=22.93\text{micro s}$   $C2\text{of gm}(s)=10\text{PF}$   $1=25.96\text{micro s}$   $C3\text{of gm}(s)=10\text{PF}$   $1=131.81\text{micro s}$   $C4\text{of gm}(s)=10\text{PF}$  Two signal paths 1 and the phase contrast acquired among two become as it is shown in the next table in this case  $1=220.0$  microseconds of  $\text{gm}(s)$ .

Frequency f (Hz) 100kHz of phase contrast between 1 and 2 - 87 degree 200K - 99300K - 96400K - 93500K - 90600K - 88700K -90800K -90900K -931000k -93 -- phase contrast is settled in the range of -87--99 degree in this case in the 100-1000kHz frequency range.

[0037] As mentioned above, while preparing the 1st all pass filter which it is placed between the 1st signal paths 1, and presents the 1st phase characteristic, and the 2nd all pass filter which it is placed between the 2nd signal paths 2, and presents the 2nd phase characteristic So that predetermined phase contrast may be acquired over a predetermined frequency range between the 1st signal path 1 and the 2nd signal path 2 By giving a difference to a phase characteristic between the two above-mentioned all pass filters, the section which changes the phase shift angle in the 1st signal path 1 and the phase shift angle in the 2nd signal path 2 while maintaining a mutual almost fixed difference can be formed over a comparatively large frequency range.

[0038] the signal which has the phase contrast of about 1 law over the large frequency range where the ratio of a minimum and an upper limit also amounts to a single figure as the comparatively easy and low cost configuration which does not need a troublesome compensation, adjustment, etc. by this is also can be acquired.

[0039] Drawing 5 shows the example of the Kushigata filter for low-pass chroma signal regeneration constituted using the broadband phase shift circuit of this invention.

[0040] A delay means 101 to give the delay for 1 horizontal-scanning period (63.56 microseconds) to the low-pass chroma signal (629kHz\*\*500kHz) Vin with which the radial fin type filter shown in this drawing was reproduced from the magnetic tape of VTR, The broadband phase shift circuit 100 which gives the phase contrast of about 90 degrees between the 1st signal V1 delayed with this delay means 101, and the 2nd signal V2 which has not been delayed, This phase shift circuit 100 is consisted of by the arithmetic circuit 102 which subtracts between the 1st signal V1 and the 2nd signal V2 which were able to give phase contrast (or addition processing).

[0041] The broadband phase shift circuit 100 can make this broadband phase shift circuit 100 perform the phase shift of about 90 degrees over the perimeter wave number band of a low-pass chroma signal here, although the broadband phase shift circuit of this invention mentioned above is used.

[0042] Moreover, the delay means 101 is constituted using CCD and delayed in a part for 1 horizontal-scanning period by carrying out the AD translation of the low-pass chroma signal sampled with a fixed clock frequency, and making a serial carry out a multistage shift transfer. At this time, the clock frequency of that sampling sake should just be twice [ more than ] the highest frequency (1129kHz) of a low-pass chroma signal (629kHz\*\*500kHz). Therefore, as compared with the Prior art which a part for 1 horizontal-scanning period of a high region chroma signal (3.579545MHz\*\*500kHz) is sampled [ Prior art ], and carries out a multistage shift transfer, there are few transfer number of stageses of CCD sharply, and they end.

[0043] Drawing 6 shows the example of the SSB generating circuit constituted using the broadband phase shift circuit of this invention.

[0044] The SSB generating circuit shown in this drawing is an SSB generating circuit of a phase shift method. Two modulating signals, the 1st and the 2nd, Asin which have the phase contrast of about 90 degrees for a modulating signal (sound signal) fm over the frequency band (for example, 300-3000Hz) at large (mt) The subcarrier generating circuit 111 which generates two carrier signals (nt), the 1st and the 2nd, Bsin (nt) and Bcos with the broadband phase shift circuit 100 divided into Acos (mt), and the phase contrast of about 90 degrees, two modulating signals, the 1st and the 2nd, -- on the other hand -- Asin (mt) and two carrier signals, the 1st and the 2nd, -- on the other hand -- B (with the 1st multiplication circuit 112 which carries out multiplication processing of the cos (nt)) The 2nd multiplication circuit 113 which carries out multiplication processing of another side Acos (mt) of two modulating signals, the 1st and the 2nd, and another side Bsin (nt) of two carrier signals, the 1st and the 2nd, It has the adder circuit 114 which carries out addition composition of the sin (nt). the output ABsin of each 1st and 2nd multiplication circuit (mt) -- cos (nt) and ABCos (mt) -- The signal (n+m) f, i.e., an SSB signal, of only a single-sided sideband (USB) can be acquired from output Vout(=ABsin (m+n)) t of an adder circuit 114.

[0045] Use \*\*\*\* can make this broadband phase shift circuit 100 perform [ circuit / of this invention which mentioned above the broadband phase shift circuit 100 / broadband phase shift ] the phase shift of about 90 degrees here over the perimeter wave number band (300-3000Hz) of a sound signal.

[0046] A good SSB signal can be generated by mathematical processing, without a configuration using a complicated and expensive mechanical filter and a multi-component crystal filter by this.

[0047] In addition, since what is necessary is just to give the phase contrast of about 90 degrees in the frequency region of a carrier signal fn, the subcarrier generating circuit 111 can be constituted using the phase shift circuit 115 about 90 degrees of a narrow-band.

[0048] Drawing 7 shows the connection in the case of replacing SSB the top (USB) and the bottom (LSB) of a sideband in the SSB generating circuit shown in drawing 7 . As shown in this drawing, in the SSB generating circuit of a PSN method, a part of exchange of a top sideband (USB) and a bottom sideband (LSB) can also be easily performed only by modification of connection.

[0049] As mentioned above, although invention made by this invention person was concretely explained based on the example, it cannot be overemphasized that it can change variously in the range which this invention is not limited to the above-mentioned example, and does not deviate from the summary.

[0050] For example, an all pass filter can also be constituted from a digital filter simulated by digital data processing.

[0051] Although the above explanation explained the case where invention made by this

invention person was mainly applied to a phase shift circuit about 90 degrees which is a field of the invention used as the background, it is not limited to it and can apply also to broadband phase shift circuits other than 90 degrees.

[0052]

[Effect of the Invention] It will be as follows if the outline of a typical thing is briefly explained among invention indicated in this application.

[0053] that is, the signal which has the phase contrast of about 1 law over a large frequency range as the comparatively easy and low cost configuration which does not need a troublesome compensation, adjustment, etc. is also can be acquired, and the effectiveness that the technical repercussion effect of enabling improvement in the engine performance large in a radial fin type filter, an SSB generating circuit, etc. thereby, for example is acquired is acquired.

---

## CLAIMS

---

[Claim(s)]

[Claim 1] While having the 1st all pass filter which it is placed between the 1st signal paths and presents the 1st phase characteristic, and the 2nd all pass filter which it is placed between the 2nd signal paths and presents the 2nd phase characteristic The broadband phase shift circuit characterized by giving a difference to a phase characteristic between the two above-mentioned all pass filters so that predetermined phase contrast may be acquired over a predetermined frequency range between the 1st signal path and the 2nd signal path.

[Claim 2] The broadband phase shift circuit according to claim 1 characterized by acquiring the phase contrast of about 90 degrees over a predetermined frequency range between the 1st signal path and the 2nd signal path according to the difference of the phase characteristic between the 1st and 2nd two all pass filter.

[Claim 3] Two all pass filters, the 1st and the 2nd, are broadband phase shift circuits according to claim 1 or 2 characterized by being the filter which has capacity and the phase characteristic set up by resistance, respectively.

[Claim 4] Two all pass filters, the 1st and the 2nd, are broadband phase shift circuits given in either of claims 1-3 characterized by using the equivalent resistance which adjustable conductance amplifier forms, respectively.

[Claim 5] A broadband phase shift circuit given in either of claims 1-4 characterized by for the 1st and 2nd signal path having not been, but adding the secondary all pass filter to a serial at \*\* one side.

[Claim 6] A broadband phase shift circuit given in either of claims 1-5 characterized by constituting an all pass filter from a digital filter simulated by digital data processing.

[Claim 7] A delay means to give the delay for 1 horizontal-scanning period to the low-pass chroma signal reproduced from the magnetic tape, The broadband phase shift circuit which gives the phase contrast of about 90 degrees between the 1st signal delayed with this delay means, and the 2nd signal which has not been delayed, It is the radial fin type filter constituted from the 1st signal which was able to give phase contrast in this broadband phase shift circuit, and the 2nd signal by the arithmetic circuit which performs subtraction or addition processing. While the above-mentioned broadband phase shift circuit has the 1st all pass filter which it is placed between the 1st signal paths and presents the 1st phase characteristic, and the 2nd all pass filter which it is placed between the 2nd signal paths and presents the 2nd phase characteristic The

radial fin type filter characterized by giving a difference to a phase characteristic between the two above-mentioned all pass filters so that the phase contrast of about 90 degrees may be acquired over a predetermined frequency range between the 1st signal path and the 2nd signal path.

[Claim 8] The broadband phase shift circuit which divides a modulating signal into two modulating signals, the 1st and the 2nd, which have the phase contrast of about 90 degrees over the frequency band at large, The subcarrier generating circuit which generates two carrier signals, the 1st and the 2nd, with the phase contrast of about 90 degrees, The 1st multiplication circuit which carries out multiplication processing of one side of two modulating signals, the 1st and the 2nd, and one side of two carrier signals, the 1st and the 2nd, The 2nd multiplication circuit which carries out multiplication processing of another side of two modulating signals, the 1st and the 2nd, and another side of two carrier signals, the 1st and the 2nd, It is the SSB generating circuit of the phase shift method which has the adder circuit which carries out addition composition of the output of each 1st and 2nd multiplication circuit. The phase shift circuit of the above 1st While having the 1st all pass filter which it is placed between the 1st signal paths and presents the 1st phase characteristic, and the 2nd all pass filter which it is placed between the 2nd signal paths and presents the 2nd phase characteristic The SSB generating circuit characterized by giving a difference to a phase characteristic between the two above-mentioned all pass filters so that the phase contrast of about 90 degrees may be acquired over a predetermined frequency range between the 1st signal path and the 2nd signal path.

[Claim 9] A subcarrier generating circuit is an SSB generating circuit according to claim 8 characterized by consisting of frequency regions of a carrier signal using the narrow-band phase shift circuit which gives the phase contrast of about 90 degrees.

[Claim 10] The SSB generating circuit according to claim 8 or 9 characterized by constituting an all pass filter from a digital filter simulated by digital data processing.